

АЛГОРИТМЫ ЭКСТРАКЦИИ СТРУКТУРНЫХ МОДЕЛЕЙ ГЕТЕРОПЕРЕХОДНОГО ПОЛЕВОГО ТРАНЗИСТОРА

Л.И.Аверина, Р.А. Рыбалкин, Д.А. Бессонов

(Воронеж, Воронежский Государственный Университет, averina@phys.vsu.ru)

EXTRACTION OF MODELS' PARAMETERS FOR HEMT

L.I. Averina, R.A. Rybalkin, D.A. Bessonov

Как известно, проектирование СВЧ-устройств осуществляется с помощью моделей активных элементов (транзисторов, диодов), описывающих их характеристики в широком диапазоне частот и рабочих режимов. Модель полупроводникового компонента представляет собой эквивалентную схему, для которой необходимо задать значения линейных элементов, выбрать эмпирическую зависимость и задать ее параметры для нелинейных элементов. Поэтому работа посвящена экстракции параметров моделей полевого транзистора и сравнению точности описания различными моделями поведения исследуемого транзистора.

В режиме малого сигнала нелинейная эквивалентная схема полевого транзистора превращается в линейную. Существует множество методов экстракции параметров линейной модели полевого транзистора. Их можно разделить на аналитические (прямые), оптимизационные и комбинированные. В данной работе для определения линейных параметров модели используется аналитическая методика, представленная в [1], с небольшой модификацией. Суть методики заключается в нахождении значений сначала всех внешних элементов схемы из S -параметров, измеренных при нулевом питании на стоке. После чего, используя их и S -параметры, измеренные в активном режиме, находят значения внутренних элементов. Значения индуктивностей и сопротивлений контактов, в отличие от [1], предлагается определять с помощью высокочастотных S -параметров, измеренных в пассивном режиме при нулевом, а не положительном напряжении смещения на затворе. При этом не будет происходить деградации затвора из-за наличия на нём прямого тока, а также не требуются дополнительные измерения для определения динамического сопротивления затвора (в данном случае оно будет равно 0).

Для определения внутренних параметров эквивалентной схемы используются S -параметры, измеренные уже в активном режиме, то есть при напряжении на стоке больше нуля. Алгоритм определения Y -параметров внутренней модели следующий: измеренные S -параметры преобразуются в Z -параметры, из Z_{11} вычитается сопротивление индуктивности L_3 , а из Z_{22} - сопротивление L_c ; новые Z -параметры преобразуются в Y -параметры, из Y_{11} вычитается проводимость ёмкости $C_{кз}$, а из Y_{22} - проводимость ёмкости $C_{кк}$; новые Y -параметры преобразуются в Z -параметры, из Z_{11} вычитается сопротивление R_3 , из Z_{22} - сопротивление R_c , а также из всех Z -параметров вычитаются сопротивления R_n и индуктивности L_n . Вновь полученные Z -параметры преобразуются в Y -параметры, которые используются для определения значений внутренних элементов модели с помощью соотношений:

$$\begin{aligned}\omega C_{зс} &= -\operatorname{Im}[Y_{12}], & \omega C_{зи} &= \operatorname{Im}[Y_{11}] + \operatorname{Im}[Y_{12}], & g_m &= \operatorname{Re}[Y_{21}], \\ R_{зи} &= \frac{\operatorname{Re}[Y_{11}]}{(\operatorname{Im}[Y_{11}] + \operatorname{Im}[Y_{12}])^2}, & \omega C_{си} &= \operatorname{Im}[Y_{22}] + \operatorname{Im}[Y_{12}], & G_{си} &= \operatorname{Re}[Y_{22}], \\ \omega \tau &= \arcsin\left(\frac{\operatorname{Im}[Y_{12}] - \operatorname{Im}[Y_{21}] - \omega C_{зи} R_{зи} \operatorname{Re}[Y_{21}]}{g_m}\right).\end{aligned}$$

Причём ёмкости и время задержки определяются из наклонов прямых линий, которые получаются интерполяцией экспериментальных данных в диапазоне частот, а сопротивления и крутизна – усреднением экспериментальных данных.

Рассмотренная выше методика была реализована в виде программного продукта и с её помощью определены линейные параметры *GaN* гетероструктурного полевого транзистора фирмы *Cree*.

В качестве нелинейных моделей в работе были рассмотрены две эмпирические модели, отличающиеся различным подходом к математическому описанию зависимости тока стока транзистора от напряжения смещения на затворе. Это усовершенствованная модель *Angelov* [2] и модель, представленная в [3] (модель *Pedro*). Выбор эмпирических моделей был обусловлен необходимостью корректного описания ими различных нелинейных многочастотных характеристик. В модели *Angelov* для описания нелинейности тока стока используется выражение:

$$I_c(V_{зи}, V_{си}) = I_{pk} [1 + \tanh(\psi(V_{зи}))] (1 + \lambda \cdot V_{си}) \tanh(\alpha \cdot V_{си}),$$

$$\psi(V_{зи}) = P_1 (V_{зи} - V_{pk}) + P_2 (V_{зи} - V_{pk})^2 + P_3 (V_{зи} - V_{pk})^3, \quad V_{pk} = V_{pk0} + \gamma \cdot V_{си},$$

где I_{pk} , V_{pk0} , P_1 , P_2 , P_3 , α , λ , γ – параметры модели. Для модели параметр V_{pk} определяется как значение напряжения на затворе, при котором крутизна имеет максимальное значение. Так как с изменением напряжения на стоке этот параметр будет изменяться, то для него введена линейная зависимость от этого напряжения, которая характеризуется параметрами V_{pk0} и γ , определяемыми из линейной аппроксимации V_{pk} . Значение I_{pk} определяется как значение тока стока при $V_{зи}=V_{pk}$. Однако в работе установлено, что такой подход верен только для транзисторов с относительно симметричным видом крутизны. Это объясняется тем, что значение V_{pk} при данном математическом описании определяет точку, в которой аргумент гиперболического тангенса принимает нулевое значение (иначе разложение аргумента в степенной ряд приведет к существованию нулевого члена). Если бы аргумент состоял только из линейного члена с коэффициентом P_1 , то значение напряжения для максимума крутизны совпадало бы со значением напряжения, при котором аргумент гиперболического тангенса становится нулем. При аргументе же, содержащем более одного члена, эти значения совпадать не будут. Поэтому в общем случае, для транзисторов с несимметричной крутизной следует определять параметр V_{pk} только в совокупности с параметрами P_1 , P_2 и P_3 , так как они взаимосвязаны. В работе эти параметры определялись одновременно с помощью оптимизации по измеренным значениям тока стока, что позволило избежать ошибочного определения V_{pk} .

Модель *Pedro* использует другой подход для определения зависимости тока стока от управляющего напряжения на затворе. Это позволяет добиться более корректного описания поведения транзистора в различных режимах работы.

Далее на основе полученных моделей транзистора с помощью САПР ADS были рассчитаны интермодуляционные характеристики усилителя на его основе. При этом транзистор был нагружен по входу и выходу на 50 Ом, частота f_1 составляла 1 ГГц, а расстройка частот – 10 КГц. Характеристики усилителя анализировались для различных напряжений смещения на затворе. Из полученных зависимостей установлено, что характеристики, полученные с помощью модели *Pedro*, более корректно описывают нелинейное поведение реального усилителя, особенно в режимах с отсечкой. В целом, полученные характеристики хорошо согласуются с экспериментальными данными, что свидетельствует о правильности разработанных алгоритмов.

Литература

1. Dambrine G. A New Method for Determining the FET Small-Signal Equivalent Circuit / G. Dambrine, A. Cappy, F. Heliodore, E. Playez // IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech., Vol. 36, No. 7, July 1988. – pp.1151-1159.
2. Angelov I. Extensions of the Chalmers Nonlinear HEMT and MESFET Model / I. Angelov, L. Bengtsson, M. Garcia // IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech., Vol. 44, No. 10, October 1996. – pp.1664-1673.
3. Cabral P.M. Nonlinear Device Model of Microwave Power GaN HEMTs for High Power-Amplifier Design // P.M. Cabral, J.C. Pedro, N.B. Carvalho // IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech., Vol. 52, No. 11, November 2004. – pp.2585-2592.